

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 8 - 1 0 3 0 7 8

(43) 公開日 平成8年(1996)4月16日

(51) Int. Cl. ⁶

H 0 2 M 7/06

3/28

7/10

識別記号

庁内整理番号

A 9472-5 H

Q

Z 9472-5 H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 4

F D

(全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平6-259722

(22) 出願日 平成6年(1994)9月30日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー

株式会社内

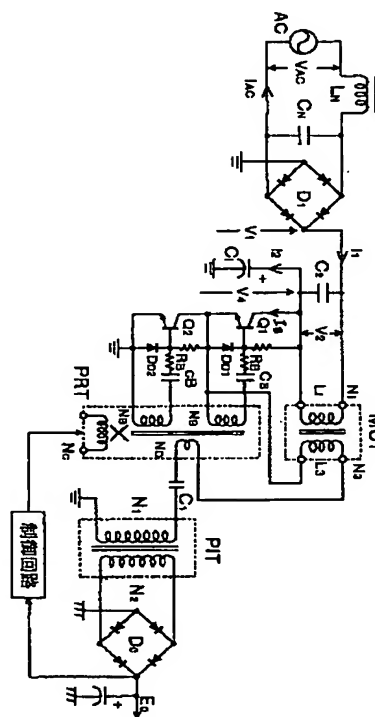
(74) 代理人 弁理士 脇 篤夫 (外1名)

(54) 【発明の名称】 電流共振型スイッチング電源

(57) 【要約】

【目的】 電流共振型スイッチング電源の力率および電圧変動率の改善。

【構成】 ローパスフィルタ L_N 、 C_N を介して整流手段 D_1 の交流電圧 V_{ac} が供給され、平滑コンデンサ C_i に動作電源が供給される。 Q_1 、 Q_2 はハーフブリッジ接続されているスイッチング素子であり、その出力は磁気結合トランス MCT の第3巻線 N_3 、共振コンデンサ C_1 を介して絶縁トランス PIT の1次巻線 N_1 に供給され、その2次巻線 N_2 から直流出力 E_0 が得られる。磁気結合トランス MCT の自己インダクタンスコイル N_i にはスイッチング周期の電圧が誘起され、その電圧が整流電圧に重畳されることにより、整流電流の導通角を広げ力率の改善を行う。コンデンサ C_2 は自己インダクタンスコイル N_i とともに共振回路を構成し、スイッチング周波数が低下する軽負荷時に充電電流の値を抑圧し、負荷によって電圧変動が生じないようにする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 商用電源を整流する整流手段と、
該整流手段の出力を平滑する平滑コンデンサからなる平滑手段と、

該平滑手段より出力される電圧を断続して絶縁トランスの1次側に供給するスイッチング素子とを備え、
上記絶縁トランスの1次側に流れる共振電流の共振周波数を制御して、絶縁トランスの2次巻線から所定の交番電圧が得られるようにした電流共振型スイッチング電源回路において、

上記絶縁トランスの1次側に供給される共振電流が供給されている第3巻線と、この第3巻線と磁気結合される自己インダクタンスコイルからなる結合トランスを設け、この結合トランスの自己インダクタンスコイルに並列にコンデンサを接続して共振回路を構成し、上記自己インダクタンスコイルが上記平滑コンデンサの充電路に挿入されていることを特徴とする電流共振型スイッチング電源。

【請求項2】 上記コンデンサが上記第3巻線に対して並列に接続されていることを特徴とする請求項1に記載の電流共振型スイッチング電源。

【請求項3】 上記第3巻線には上記絶縁トランスの2次巻線の出力が供給されていることを特徴とする請求項1、または2に記載の電流共振型スイッチング電源。

【請求項4】 商用電源を倍電圧整流する整流手段と、
該整流手段の出力を平滑する平滑コンデンサからなる平滑手段と、

該平滑手段より出力される電圧を断続して直交型の絶縁トランスの1次側に供給するスイッチング素子とを備え、

上記直交型の絶縁トランスの制御巻線に直流出力電圧に対応する電流を供給することによって、上記絶縁トランスの2次巻線から所定の交番電圧が得られるようにした電流共振型スイッチング電源回路において、

上記直交型の絶縁トランスの1次側に供給される共振電流が供給されている第3巻線と、この第3巻線と磁気結合される自己インダクタンスコイルからなる結合トランスを設け、この結合トランスの自己インダクタンスコイル又は上記第3巻線に所定のコンデンサを接続して共振回路を構成し、上記自己インダクタンスコイルが上記平滑コンデンサの充電路に挿入されていることを特徴とする電流共振型スイッチング電源。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はスイッチング電源回路に係わり、特に電源の力率および電圧変動率を改善した電流共振型のスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、商用電源を整流した電圧を高周波の比較的大きい電流および電流に耐えることができるス

イッチング素子によってスイッチングし、そのスイッチング出力を整流して所定の電圧を得るスイッチング方式の電源装置が主流となっている。このようなスイッチング電源はスイッチング周波数を高くすることによりトランス、その他のデバイスを小型にすると共に、スイッチング周波数を可変することにより定電圧特性を持たせることができるように構成される。

【0003】ところで一般に商用電源をコンデンサインプット方式で整流すると、平滑回路に流れる充電電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。電源の力率を改善するためには、例えば平滑回路にチョークインプット方式の整流回路を使用すること知られている。図5はこのようなスイッチング電源の回路例を示したもので、商用電源ACをコモンドフィルタCMCを介してブリッジ整流回路D1に供給し、その整流出力をチョークコイルLを介して平滑用のコンデンサCiに充電するようにしている。Q1、Q2は直列に接続されているスイッチングトランジスタで、その中間点からドライブトランスPRTの1次巻線ND、共振コンデンサC1を介して出力用の絶縁トランスPITの1次巻線N1に電流を流すようにする。そして、絶縁トランスの2次巻線N2の出力を整流ダイオードD0で整流して直流出力E0を得る。

【0004】ドライブトランスPRTは制御巻線NCを有する直交型のトランスとされ、その2次巻線NB、NBから前記スイッチングトランジスタをオン／オフする駆動信号を形成する。このドライブトランスPRTの制御巻線NCには前記出力電圧E0が制御回路を介して供給され、この電圧でドライブトランスPRTの磁気飽和特性を変化させることによって、スイッチング周波数を制御している。つまり、直流出力E0が低くなると、スイッチング周波数が共振コンデンサC1と絶縁トランスPITのリーケージインダクタンスより形成される共振周波数に近づくように制御（アッパサイド制御）し、出力電圧が一定になるようにしている。なお、RB、CBは駆動信号のレベルを設定するイピーダンス、D2、D3はダンパーダイオードを示す。

【0005】このようなスイッチング電源は、チョークコイルLによって充電電流の歪み波形が抑圧され、高調波歪みを除去する回路としては最も簡単であり、電磁ノイズを抑圧する対策（EMI）の上でも好ましいが、この方式はチョークコイルとして商用電源周波数に対応する大きなインピーダンスを呈するインダクタが必要になり、電子機器の小型化を阻害すると共に、コストアップを招くことになる。

【0006】そこで 整流回路の出力を直接断続してスイッチング電源を動作させるコンデンサレス方式や、整流回路の出力を高周波で断続して歪み電流波形を改善す

るアクティブフィルタ、又は部分整流方式の平滑回路が使用されている。コンデンサレス方式はスイッチング電源を駆動する電源用の平滑コンデンサが省略（小さい値のコンデンサを付ける）されたものであって、力率の改善効果は高いが商用電源の周波数の2倍のリップル電圧が2次側の出力に重畳され、レギュレーションが悪くなると共に、入力電圧の瞬断に耐えることが困難で大容量の電源装置とした使用することができない。また、部分平滑回路はコンデンサの充電電流をスイッチングして整流素子の導通角を広げるものであるが、そのために平滑コンデンサのリップル電圧が高くなり、後続するスイッチング電源のレギュレーションが劣化するという問題がある。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】そこで近年、スイッチング電圧をトランスを介して整流回路側に帰還し、平滑コンデンサの充電電流の導通角を広げるMS方式の電源が開発されている。図6は本出願人が先に提案したMS方式のスイッチング電源を示したもので、交流電源側にノーマルフィルタLNとCNが設けられている。そして、図5のチョークコイルに代えて磁気結合トランスMCTが設けられ、このMCTを介してスイッチング電圧が平滑コンデンサCiの充電回路に重畳されるようになっている。なお、そのスイッチング動作は図5と同一の符号を付加し、その詳細な動作説明を省略する。

【0008】このスイッチング電源は第3巻線N3に誘起されたスイッチング電圧が自己インダクタンスコイルNiに出力され、整流電圧に重畳されることによって、交流電圧Vacを整流する整流回路D1より流出する電流は図7(a)のIacに示すように、交流電圧のほぼ全サイクル期間にわたって充電電流が断続して流れ、力率を向上することになる。しかし、スイッチング電源の負荷によってIacの値が実線から点線で示されているように大きく変化し、平滑コンデンサCiの最大負荷時(Pomax)の電圧Vm'と無負荷時(Pomin)の平滑コンデンサCiの電圧Vm"の電位差ΔVmが大きく、同図(b)に示すように、特に交流電圧Vacが高い場合は平滑コンデンサの端子電圧V4が異状に高くなり、平滑コンデンサCiの耐圧及び整流ダイオードの耐圧を高く設定する必要があり、部品コストが増加すると共に出力側の定電圧特性が損なわれるという問題がある。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明はかかる問題点を解決するためになされたもので、商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の出力を平滑する平滑コンデンサからなる平滑手段と、該平滑手段より出力される電圧を断続して絶縁トランスの1次側に供給するスイッチング素子とを備え、上記絶縁トランスの1次側に流れる共振電流の共振周波数を制御して、絶縁トランスの2次巻線

から所定の交番電圧が得られるようにした電流共振型スイッチング電源回路において、上記絶縁トランスの1次側に供給される共振電流が供給されている第3巻線と、この第3巻線と磁気結合される自己インダクタンスコイルからなる結合トランスを設け、この結合トランスの自己インダクタンスコイルに並列に所定の値のコンデンサを接続して共振回路を構成し、前記自己インダクタンスコイルが前記平滑コンデンサの充電路に挿入するようにしたものである。

10 【0010】上記磁気結合トランスの第3巻線には絶縁トランスの2次側巻線から電圧が供給されるようにしてもよく、結合トランスに並置されるコンデンサはこの第3巻線側に接続してもよい。また、上記整流手段は交流電圧を倍電圧で整流するような回路構成とされている場合でも適応される。

【0011】

20 【作用】本発明の電流共振型のスイッチング電源は、直流出力を得る絶縁トランス又はスイッチング電流が供給されている結合トランスからスイッチング周期の電圧を取出し、このスイッチング周期の電圧を平滑コンデンサの充電路に挿入することによって交流信号のほぼ全サイクルで充電電流が流れるように構成し、簡単な構成で力率の改善を行うことができる。

30 【0012】特に本発明の実施例では、スイッチング周期の電圧を取り出すコイルに並列接続されたコンデンサを設けて共振回路を構成し、スイッチング電源の負荷変動に係わらず作動電源の直流変動が少なくなるようにしているため、整流用のダイオードの耐圧及び平滑コンデンサ（電解コンデンサ）の耐圧を小さい値に設定することができる。したがって、電源のレギュレーションの改善が容易になり、かつ部品の小型化、低コストを計ることができる。

【0013】

40 【実施例】図1は本発明の実施例を示す電流共振型スイッチング電源回路であって、前記した図6に示すように、ACは交流電源、LN、CNはスイッチング周波数の信号を阻止するローパスフィルタ、D1はブリッジ型の整流素子を示す。Q1、Q2はハーフブリッジ型のスイッチング回路を形成するスイッチング素子（トランジスタ）であり、その出力は磁気結合トランスMCTの第3巻線N3及び共振コンデンサC1を介して絶縁トランスPIT（Power Isolation Trasnformer）の1次巻線N1に供給されている。そして、絶縁トランスPITの2次巻線N2に誘起される誘起電圧が整流素子D0を介して直流電圧に変換され、出力電圧E0とされる。

50 【0014】上記絶縁トランスPITの1次巻線N1に供給される電流の経路には上記した第3巻線N3が設けられ、この第3巻線と磁気結合されている自己インダクタンスコイルNiによって磁気結合トランスMCTが形成されている。そして、自己インダクタンスコイルNi

に誘起されるスイッチング電圧が平滑コンデンサC_iの充電回路に注入されている。したがって、整流された全波整流電圧はスイッチング電圧が重畳され平滑用のコンデンサC_iに充電されることになる。

【0015】C₂は自己インダクタンスコイルN_iと並列に接続されているコンデンサであり、このコンデンサC₂と自己インダクタンスコイルN_iで並列共振回路が構成されるようになされている。この並列共振回路の共振周波数はスイッチング電源の共振周波数とほぼ同じ周波数に設定され、後で述べるようにこの並列共振回路によって、特に軽負荷時に作動電源（平滑電圧）の上昇が抑圧され、電源変動が少なくなるようにする。

【0016】なお、スイッチング素子Q₁、Q₂を交互に断続するスイッチング周期は、上記したように直交型のドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給されている出力電圧E₀に対応して制御電流によってドライブトランスPRT（Power Regulation Transformer）の磁気特性を変え、ドライブコイルNB、NBのインダクタンスを変化することによりスイッチング周波数が変化するように構成している。したがって、制御巻線NCに対して、出力電圧E₀に対応した電流を供給することにより出力の安定化を計ることができる。

【0017】本発明のスイッチング電源回路は上記したような構成とされているので、平滑コンデンサC_iの端子電圧を動作電源としてスイッチング素子Q₁、Q₂が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁トランスの1次側コイルN₁に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、2次側のコイルN₂に交番出力を得る。2次側の直流出力電圧が低下した時は、上記した制御回路を介してドライブトランスPRTが制御されスイッチング周波数が低くなるよう（共振周波数に近くなるように）に制御され、1次コイルに流すドライブ電流が増加するように制御している。

【0018】従来の電源回路では、平滑コンデンサC_iにはその端子電圧が整流電圧より低い時のみ充電電流が供給されるため、整流素子の導通角は小さく力率が0.6程度になっている。しかしながら、本発明のスイッチング電源回路の場合は磁気結合トランスMCTの自己インダクタンスコイルN_iに誘起されるスイッチング電圧（例えば、100KHz）が、平滑用コンデンサC_iの充電回路に注入されており、図2に示すように交流電圧V_{ac}の各サイクル毎（10ms）にスイッチング周期の交番電圧V₂がブリッジ整流回路D₁の整流電圧に重畳され、図2のV₁に示されている整流電圧を形成する。

【0019】したがって、この整流電圧V₁と平滑コンデンサの端子電圧V₄の差に対応する電流I₂が平滑コンデンサC_iの充電電流として流れる。I₁は整流回路D₁に流出する電流を示し、その流通角がt₁～t₂になり、その平均値は正弦波に近い充電電流となる。その

結果、商用交流電源から供給される交流電流は、図2のI_{ac}にみられるように高調波歪みが少なくなり、力率が向上することになる。なお、整流回路D₁から流出する電流I₁はスイッチング周期で寸断され不連続的に流れることになるから、ブリッジ整流回路D₁の整流素子も例えば高速リカバリ型のダイオードを使用することが要請される。

【0020】図2の（b）はスイッチング周期（10μs）で電流I₁及び電圧V₂を示したものであり、スイッチング素子Q₁に流れ込む電流がI₃によって示されている。電流I₃の負の部分はコンデンサC₁から平滑コンデンサC_iに逆流する電流を示し、この電流はダンパーダイオードD_{d1}（D_{d2}）からQ₁（Q₂）のベースコレクタを介して休止期間t₀からt₁（t₂からt₄）の間に平滑コンデンサC_iを充電することになる。

【0021】この休止期間t₂～t₄は第3巻線N₃の誘起電圧によって設定され、この期間に平滑コンデンサC_iの電位が低下することを補償するため、リップル電圧を抑圧させる作用がある。なお、休止期間を適当に設定すると力率が0.75～0.90程度の設定され、これを長くすると力率が低下するが、この力率を0.8程度に維持するとEMI規制をクリアすることができると同時に、電源効率を数%向上させることができる。

【0022】磁気結合トランスMCTの自己インダクタンスコイル側に接続されているコンデンサC₂は、このスイッチング電源の負荷が軽くなったときに帰還されるスイッチング電圧を抑圧し、平滑コンデンサC_iの端子電圧V₄が軽負荷時に上昇することを抑圧する。すなわち、電源負荷が低下するとスイッチング周波数が高くなるように制御されるが、この時にコンデンサC₂によって充電回路側に戻されるスイッチング電圧が抑圧され端子電圧の上昇を阻止する。また、電源負荷が大きくなるとスイッチング周波数が低下し、自己インダクタンスコイルとコンデンサC₂の共振周波数に接近し、磁気結合トランスMCTを介して帰還されるスイッチング電圧を増加させるように作用する。

【0023】したがって、本発明の実施例では電源負荷によって平滑コンデンサの端子電圧が変動する電圧変動率が減少し、直流出力E₀の定電圧化が容易になる。図2の（c）はL_N=100μH、C_N=1μF、自己インダクタンスL_i=47μH、第3巻線のインダクタンスL₃=30μH、C₁=0.015μF、絶縁トランスPITのフェライト磁心をEE-28とし、巻線N₁=N₂=25T、V_{ac}=100±15V、重負荷時=100W、軽負荷時=0Wの時の電圧変動を示したものである。実線が重負荷時の交流電圧（AC）と平滑電圧（V₄）の関係を示したもので、一点鎖線XはコンデンサC₂がない場合、二点鎖線YはコンデンサC₂の容量が0.033μF、三点鎖線Zは0.047μFであつ

て軽負荷時の傾向を示している。この図から理解されるように、コンデンサC2の容量を所定の値に設定すると重負荷時(Pmax)と軽負荷時(Pmin)の電圧変動を接近させることができる。但し、C2=0.047の時は力率が0.90から0.80に低下し、C2=0.033の時は力率が0.90から0.89となり、この場合は殆ど変化しなかった。

【0024】図3は、上記図1の実施例の要部を示したものである。すなわち、磁気結合トランスMCTの第3巻線N3を絶縁トランスPITの2次巻線の出力に直接接続したときの回路例を示したもので、MCTの第3巻線N3にコンデンサC2が接続されている。また、このコンデンサC2を点線で示すように自己インダクタンスコイル側に接続しても、上記した電圧特性で説明した図2(c)の場合と同様な効果を得ることができる。

【0025】図4は本発明のスイッチング電源を倍電圧整流した電源によって駆動する時の実施例を示したもので、D2、D3は倍電圧整流ダイオードを示す。また、この実施例の場合は絶縁トランスとして制御巻線NCを有する直交型のトランス(PRT)が使用され、直流出力E0に対応する電圧が制御回路を介してこの制御巻線に制御電流を供給するようにしている。そして、この制御電流によって絶縁トランスの磁気飽和特性を制御し、回路の共振周波数を可変することによって出力電圧の定電圧化を行うようにしたものである。

【0026】この実施例の場合も、磁気結合トランスMCTの自己インダクタンスコイルN1にはコンデンサC2が結合され、このコンデンサC2によって軽負荷時の平滑電圧の上昇を抑圧するようにしている。なお、他の回路素子は図1と同一部分は同一符号として、その詳細な説明を省略する。

【0027】上記各実施例に記載されている磁気結合トランスは、2つのコイル(N1、N3)の間隔を磁気的に離間して配置することによりリーケージインダクタンスを生じるから、このリーケージインダクタンスを充電回路側のチョークコイルとして作用させることにより力率の変動を少なくすることができる。

【0028】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の電流共振型スイッチング電源は、絶縁トランスに供給されるスイ

ッチング電流によって誘起されるスイッチング電圧を平滑コンデンサの充電回路側に帰還して、充電電流の導通角が広がるようにしているから、力率の改善がワンコンバータ方式で行われる。特に、この磁気結合トランスの巻線に対してコンデンサを並列に接続し、共振回路が構成されるようになされているため、スイッチング周波数を可変して直流出力を制御する電流共振型スイッチング電源に採用することにより、電源負荷に対する電圧の変動を小さくすることができるという効果がある。

【0029】平滑された電圧の変動が小さくなると、平滑コンデンサの耐圧を小さくすることが可能になり、同時に高速で断続される整流ダイオードの耐圧も下げ、そのスイッチング損失を低下させることができるから、特に交流電圧が100Vから220Vに対応するようなワイドレンジのスイッチング電源に対して電源効率及び小型化の点で有利になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスイッチングで電源回路の基本的な概要を示す回路図である。

【図2】図1における各部の電流、電圧波形を示す波形図、および電圧変動特性を示す図である。

【図3】本発明の他の実施例を示すスイッチングで電源の主要部の回路図である。

【図4】本発明を倍電圧整流電源で駆動する場合の電流共振型スイッチングで電源の回路図である。

【図5】力率改善としてチョークコイルを使用したスイッチング電源の回路図である。

【図6】力率改善策としてMS方式を採用したスイッチング電源の回路図である。

【図7】負荷が変動したときのMS方式における平滑コンデンサの電圧の傾向を示す波形図とグラフである。

【符号の説明】

LN、CN 高調波抑圧用のローパスフィルタ

D1 ブリッジ型整流回路

Q1、Q2 スwitchング素子

MCT 磁気結合トランス

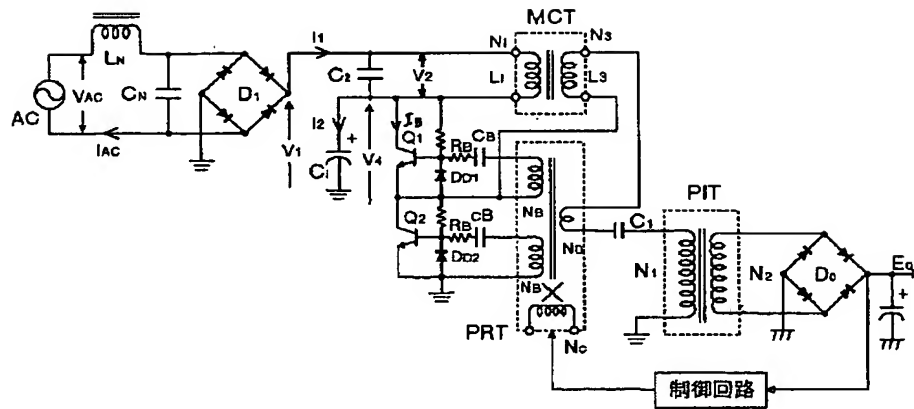
Ci 平滑コンデンサ

C1 共振コンデンサ

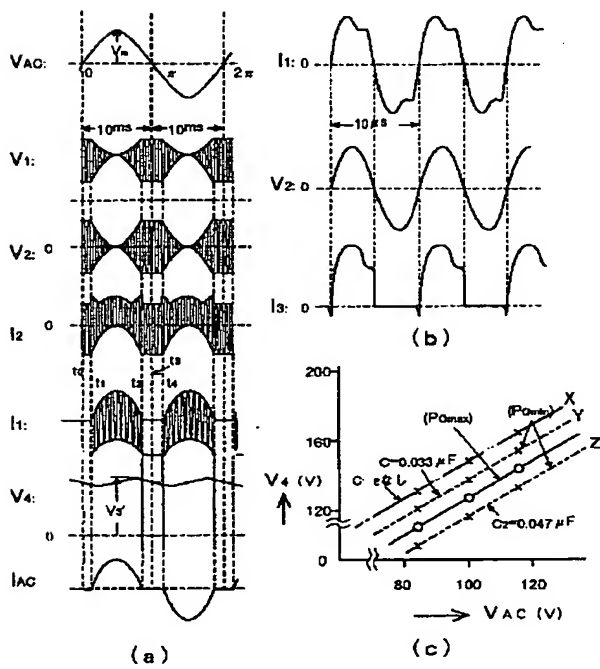
PIT 絶縁トランス

PRT 直交型のドライブトランス

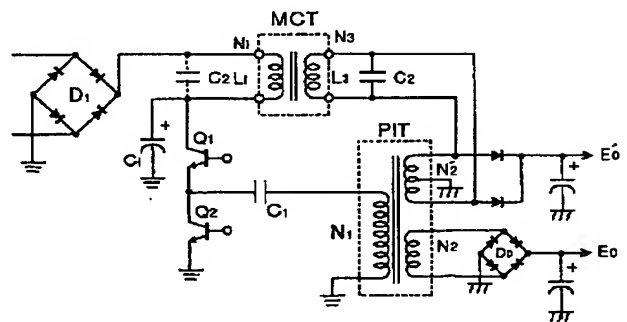
【図1】



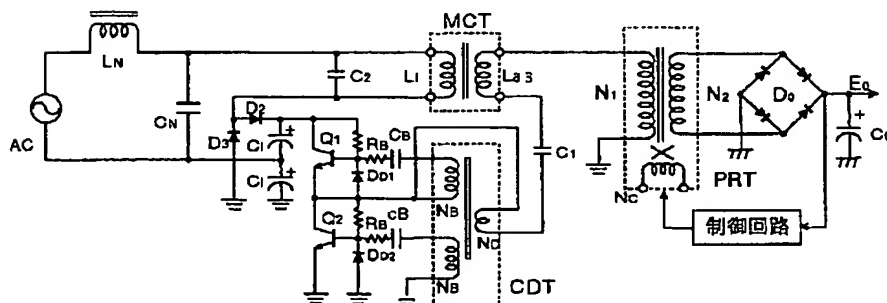
【図2】



【図3】

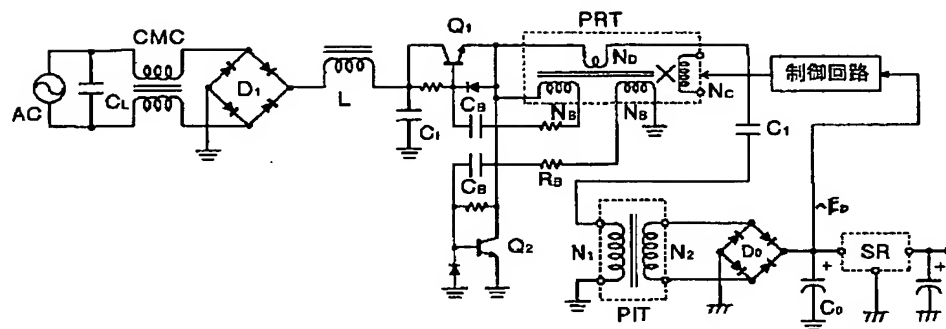


【図4】

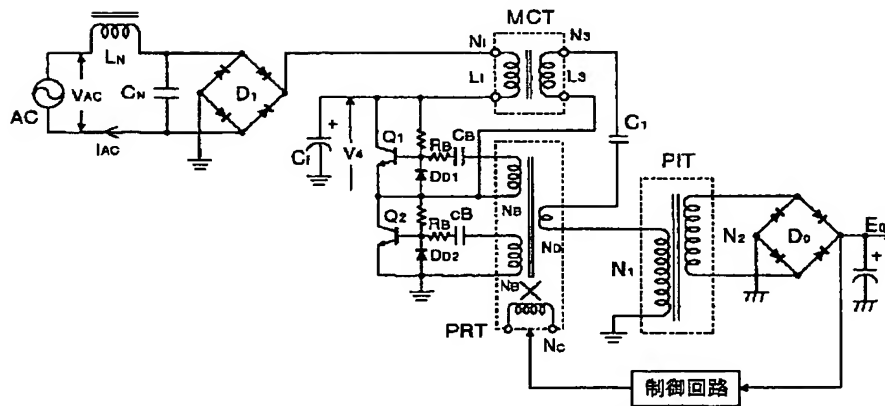


BEST AVAILABLE COPY

【図5】



【図6】



BEST AVAILABLE COPY

【図7】

